

Comment ça marche ?

Les circuits réactifs (11)

Applications des filtres R-C

Par le radio-club F6KRRK

Après avoir vu en théorie les principales architectures des filtres R-C, nous allons décrire quelques applications pratiques.

Oscillateurs en quadrature

La généralisation des mélangeurs à réjection de fréquence image dans les récepteurs modernes (pour éviter les filtres RF) nécessite de générer deux OL en quadrature (déphasés de 90°). Une méthode simple consiste à utiliser un duplexeur R-C dont les sorties ont la propriété d'être déphasées de 90° , en théorie sur une bande de fréquence infinie. En pratique la bande est limitée par l'amplitude du signal en sortie du duplexeur qui n'est pas constante (c'est aussi un double filtre, passe-bas et passe-haut). Comme avec les mélangeurs à commutation seul le signe du signal OL compte, il suffit de détecter son passage à zéro à l'aide d'un comparateur. On s'affranchit ainsi de son amplitude. Nous avons sur la figure 1 le schéma de principe du système avec les courbes d'amplitude et de phase.

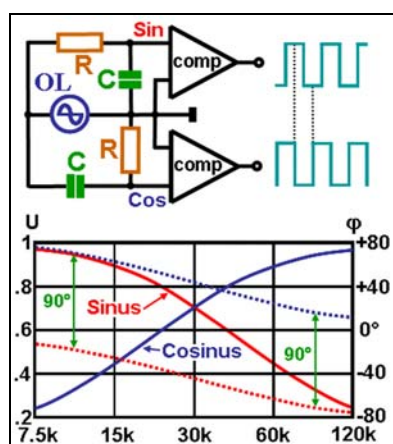


Figure 1.

En pratique, la bande passante est limitée par l'imperfection des composants (appariement, gain fini des comparateurs, erreurs d'offset, capacités et résistances parasites, etc). Pour une utilisation basse fréquence comme sur la fig.1, on peut espérer sur quatre octaves avoir une réjection de la fréquence image de 40 dB (pour ce qui concerne la quadrature des OL). Si l'on se contente d'une bande passante de quelques pourcents, avec les circuits intégrés actuels, on arrive à une réjection >30 dB jusqu'à quelques gigahertz.

Oscillateur BF sinusoïdal

Pour générer simplement un signal sinusoïdal, il suffit d'incorporer dans une boucle de réaction positive un filtre passe-bande, le gain du système étant légèrement supérieur à 1. La difficulté réside dans le maintien du gain proche de l'unité pour éviter la divergence (saturation = harmoniques). La figure 2 décrit un procédé couramment employé dans les générateurs BF de haute qualité spectrale.

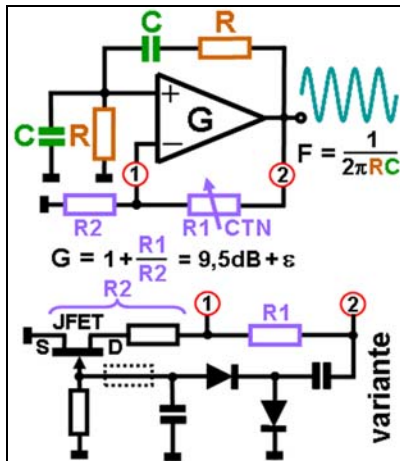


Figure 2.

Le filtre passe-bande est celui décrit dans le précédent « comment ça marche ». A la fréquence centrale, le déphasage est de 0° et l'atténuation de 9,5 dB. Alors la valeur nominale de R1 est un peu inférieure à $2 \times R2$ ($G = 1 + (R1/R2)$). On prend pour R1 une résistance à coefficient de température négatif dans une ampoule sous vide, chauffée à haute température ($>150^\circ\text{C}$) par le courant sinusoïdal qui la traverse. Avec une CTN très sensible, on arrive à obtenir un signal de sortie ayant une distorsion harmonique inférieure à -70 dBc. La CTN utilisée est un composant rare et coûteux. Pour une distorsion de l'ordre de -40 dBc, on peut se contenter d'une variante avec un JFET(N) utilisé en résistance variable de valeur minimum quand $V_{GS}=0$. La résistance en série est choisie pour qu'alors le gain soit d'une dizaine de dB. Quand la valeur détectée de la tension de sortie est égale au seuil du FET, sa résistance augmente et on obtient une régulation par diminution du gain. Si le seuil du FET est trop faible, on peut augmenter la tension de sortie en atténuant la tension détectée (résistance en pointillé). Mais attention à ne pas dépasser une tension sinusoïdale de 0,5V_{càc} aux bornes du FET, sinon la distorsion augmente rapidement.

Filtre de correction RIAA (pour disques vinyle)

On aurait pu croire que les disques vinyle disparaîtraient complètement avec les nouvelles technologies, mais ils gardent leurs partisans. Avec ces disques, pour obtenir un maximum de dynamique, on a été amené à combiner deux modes de gravures : l'une à vitesse constante (réponse linéaire en fréquence) et l'autre à élancement constante (accentuation de 6dB par octave). A la lecture on est alors obligé, avec une tête de lecture à réponse linéaire, de filtrer le signal gravé selon un standard de fait : la courbe RIAA. Voir cette courbe sur la figure 3 avec un exemple de schéma de préampli correcteur pour cellule magnétique standard. On a ici un exemple de filtre passe-bas du second ordre, à deux fréquences de coupure différentes.

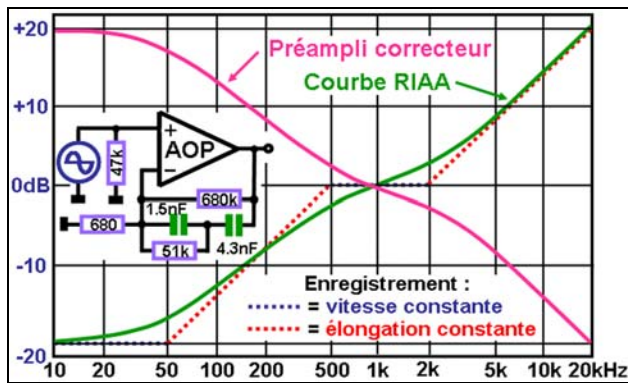


Figure 3.

Filtre de boucle pour PLL

C'est un autre exemple de filtre passe-bas du second ordre à fréquences de coupures décalées. Mais ici nous avons un fonctionnement différent puisque le filtre est inséré dans une boucle d'asservissement et que la source est composée d'impulsions de courant à fréquence élevée. Voir un exemple particulier sur la figure 4 (cas d'école).

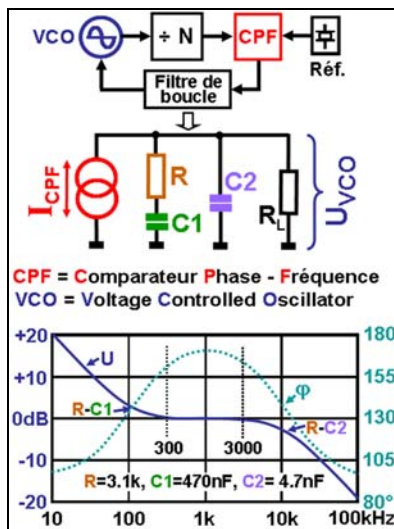


Figure 4.

La fréquence de coupure basse est liée à R_L-C1 ($R_L \gg R$). Par exemple si $R_L=330k\Omega$, $F_{c(1)}=1/(2\pi.R_L.C1) = 1 \text{ Hz}$ ⁽¹⁾. A partir d'une fréquence de coupure $F_{c(2)}=1/(2\pi.R.C1)$, la tension se stabilise à $-\{R/R_L\}$ pour chuter de nouveau à partir de $F_{c(3)}=1/(2\pi.R.C2)$. Ici le rapport $C1/C2$ a été choisi de façon à avoir un niveau constant entre 300 et 3000Hz. Ceci permet de faire une modulation de phase du VCO en appliquant le signal de modulation (phonie) en parallèle sur le CPF. Pour obtenir une modulation de fréquence, il suffit de faire passer la BF à travers un filtre passe-bas du premier ordre (dans sa bande de coupure) ⁽²⁾. Ceci terminera notre échantillonnage de filtres R-C. Dans le prochain « Comment ça marche » Nous aborderons les filtres constitués de circuits résonants L-C-(R).

La Rubrique "Comment ça marche ?" est une activité collective du radio-club F6KRK (<http://www.f6krk.org>). Pour une correspondance technique concernant cette rubrique : "f5nb@ref-union.org".

Notes.

- 1) *Avec une telle impédance de charge, la source de courant (CPF) sature rapidement en tension. Mais cela ne se produit que pendant la phase « d'accrochage » de la PLL.*
- 2) *Au-delà de $F_{c(3)}$, on a une modulation de fréquence et en dessous de $F_{c(2)}$, la sensibilité diminue rapidement. Noter que ce n'est pas la seule méthode pour moduler en fréquence une PLL.*